

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 10-093365

(43)Date of publication of application : 10.04.1998

(51)Int.Cl. H03F 3/68

H03F 1/08

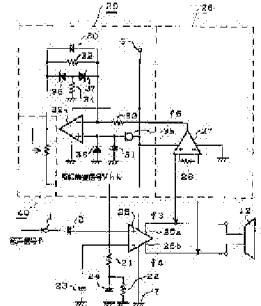
H03F 1/34

H03F 3/34

(21)Application number : 08-246112 (71)Applicant : MITSUBISHI ELECTRIC
CORP

(22)Date of filing : 18.09.1996 (72)Inventor : MURAKAMI MITSUHARU

(54) AUDIO POWER AMPLIFYING CIRCUIT



(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To prevent the sound quality of a speaker from deteriorating by extracting a DC component voltage included in the potential

difference of a detected amplified signal and outputting an inverted feedback signal which is in inverse proportion to the DC component voltage about a reference voltage to an amplifier.

SOLUTION: When a DC offset voltage is generated, a measuring operational amplifier 27 detects and amplifies the potential difference between an amplified signal f3 and an amplified signal f4 and outputs an amplified signal f5. When the amplified signal f5 is thus outputted from the measuring operational amplifier 27, a Miller integrator 29 extracts the DC component voltage Vdc included in the amplified signal f5 and outputs the inverted feedback signal Vbk which is in inverse proportion to the DC component voltage Vdc about the reference voltage 1/2Vcc to the amplifier 25 with low frequency electric power. Further, the inverted feedback signal Vbk after having its level adjusted by a variable resistance 40, i.e., the inverted feedback signal Vbk which can cancel a DC offset voltage is inputted to the amplifier 25 from its minus input terminal.

LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against

examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

* NOTICES *

**JPO and NCIPI are not responsible for any
damages caused by the use of this translation.**

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. **** shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

CLAIMS

[Claim(s)]

[Claim 1] The amplifier of the BTL method which inputs a sound signal and a reversal return signal and outputs to a loudspeaker the sound signal and the magnification signal which impressed reference voltage to the difference of a reversal return signal from two BTL output terminals, respectively, While extracting the dc-component electrical potential difference contained in the potential difference of the magnification signal detected by detection means to detect the potential difference of the magnification signal outputted, respectively, and the above-mentioned detection means from two BTL output terminals in the amplifier of the above-mentioned BTL method The power amplification circuit for audios equipped with an amendment means to output the reversal return signal which was in inverse proportion to the dc-component electrical potential difference concerned focusing on the above-mentioned reference voltage to the amplifier of the above-mentioned BTL method.

[Claim 2] The power amplification circuit for audios according to claim 1 characterized by preparing the adjustment device which adjusts the value of the reversal return signal which an amendment means outputs.

[Claim 3] The power amplification circuit for audios according to claim 1 or 2

characterized by constituting a detection means using the operational amplifier for measurement.

[Translation done.]

* NOTICES *

JPO and NCIPI are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. **** shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

DETAILED DESCRIPTION

[Detailed Description of the Invention]

[0001]

[Field of the Invention] This invention relates to the power amplification circuit for audios which controls the direct-current-offset electrical potential difference generated in the BTL output terminal of the amplifier of the BTL method.

[0002]

[Description of the Prior Art] Drawing 10 is the circuit diagram showing the conventional power amplification circuit for audios, and is set to drawing. The resistance whose 3 the signal input terminal into which 1 inputs a sound signal f, and 2 set up a capacitor, and sets up the magnification gain of a power amplification circuit, The current supply terminal into which a capacitor and 5 input a gland into and, as for 6, 4 inputs an electrical potential difference Vcc, The gland for current supply in 7 and 8 input a sound signal f and a reference signal V1. The amplifier of the low frequency power which outputs the

magnification signals f_1 and f_2 which impressed reference voltage $1/2V_{cc}$ to a loudspeaker 12 from the BTL output terminals 8a and 8b, respectively after multiplying the difference of the sound signal f and reference signal V_1 by Gain G (amplifier of the BTL method), The mass capacitor which controls the dc-component electrical potential difference by which 10 is contained in the magnification signal f_1 , the mass capacitor which controls the dc-component electrical potential difference by which 11 is contained in the magnification signal f_2 , and 12 are loudspeakers which output voice based on the magnification signal f_1 and the magnification signal f_2 .

[0003] Next, actuation is explained. First, the sound signal f is inputted into the amplifier 8 of low frequency power from the input terminal of plus of the amplifier 8 of low frequency power through the capacitor 2, and the reference signal V_1 (usually 0 V voltage signals) is inputted into the amplifier 8 of low frequency power from the input terminal of minus of the amplifier 8 of low frequency power. And the amplifier 8 of low frequency power outputs the magnification signals f_1 and f_2 which impressed reference voltage $1/2V_{cc}$ to a loudspeaker 12 from the BTL output terminals 8a and 8b, respectively, after multiplying the difference of a sound signal f and a reference signal V_1 by Gain G .

Magnification signal f_1 =(sound signal f -reference signal V_1) $\times G$ + reference voltage $1/2V_{cc}$ magnification signal f_2 =(reference signal V_1 -sound signal f) $\times G$ + reference voltage $1/2V_{cc}$ [0004] Thus, although a loudspeaker 12 will output voice based on the magnification signals f_1 and f_2 if the magnification signals f_1 and f_2 are outputted from the BTL output terminals 8a and 8b of the amplifier 8 of low frequency power Since the dc-component electrical potential difference contained in the magnification signal f_1 by the variation in the component of the amplifier 8 grade of low frequency power differs from the dc-component electrical potential difference contained in the magnification signal f_2 , a direct-current-offset electrical potential difference occurs, and the tone quality of a loudspeaker 12 deteriorates under the effect of this direct-current-offset electrical potential difference. So, in this conventional example, the mass capacitors 10 and 11 are

formed in the input edge of a loudspeaker 12 that generating of this direct-current-offset electrical potential difference should be controlled.

[0005]

[Problem(s) to be Solved by the Invention] Although generating of the direct-current-offset electrical potential difference which considers variation in the component of the amplifier 8 grade of low frequency power as a reason can be controlled since the conventional power amplification circuit for audios is constituted as mentioned above. Since generating of a direct-current-offset electrical potential difference is controlled by the mass capacitors 10 and 11 formed in the input edge of a loudspeaker 12 to the last Signals other than the dc-component electrical potential difference contained in the magnification signals f1 and f2 (especially signal of a low frequency band) will also be controlled, and the technical problem of the tone quality of a loudspeaker deteriorating occurred.

[0006] It was made in order that this invention might solve the above technical problems, and generating of a direct-current-offset electrical potential difference is controlled, and it aims at obtaining the power amplification circuit for audios which can prevent degradation of the tone quality of a loudspeaker.

[0007]

[Means for Solving the Problem] While the power amplification circuit for audios concerning invention according to claim 1 extracts the dc-component electrical potential difference contained in the potential difference of the magnification signal detected by the detection means, it is made to output the reversal return signal which was in inverse proportion to the dc-component electrical potential difference concerned focusing on reference voltage to the amplifier of the BTL method.

[0008] The power amplification circuit for audios concerning invention according to claim 2 adjusts the value of the reversal return signal which an amendment means outputs.

[0009] The power amplification circuit for audios concerning invention according

to claim 3 constitutes a detection means using the operational amplifier for measurement.

[0010]

[Embodiment of the Invention] Hereafter, one gestalt of implementation of this invention is explained.

Gestalt 1. drawing 1 of operation is the circuit diagram showing the power amplification circuit for audios by the gestalt 1 of implementation of this invention, and is set to drawing. The current supply terminal into which the signal input terminal into which 1 inputs a sound signal f , and 2 input a capacitor into, and 6 inputs an electrical potential difference V_{cc} , A loudspeaker, the resistance to which, as for 7, the gland for current supply and 12 set 21, and 22 set the magnification gain of a power amplification circuit, 23 and 24 input a capacitor and 25 inputs a sound signal f and the reversal return signal V_{bk} . After multiplying the difference of the sound signal f and reversal return signal V_{bk} by Gain G , it is the amplifier (amplifier of the BTL method) of the low frequency power which outputs the magnification signals f_3 and f_4 which impressed reference voltage $1/2V_{cc}$ to a loudspeaker 12 from the BTL output terminals 25a and 25b, respectively.

[0011] Moreover, while having the differential amplifier (detection means) which detects the potential difference of the magnification signals f_3 and f_4 with which 26 was outputted, respectively from the BTL output terminals 25a and 25b in the amplifier 25 of low frequency power, and an input impedance with 27 [high] and a high common mode rejection ratio and detecting the potential difference of the magnification signals f_3 and f_4 , the operational amplifier for measurement which amplifies the detection result and outputs the magnification signal f_5 , and 28 are resistance.

[0012] Moreover, as for a current regulation diode, and 36, 37 and 38, for a capacitor, and 32, 33 and 34, resistance and 35 are [the Miller integrator (amendment means) which outputs the reversal return signal V_{bk} which was in inverse proportion to the dc-component electrical potential difference V_{dc}

focusing on reference voltage $1/2V_{cc}$ to the amplifier 25 of low frequency power, and 30 and 31 / zener diode and 39] operational amplifiers while 29 extracts the dc-component electrical potential difference V_{dc} contained in the magnification signal f_5 outputted from the operational amplifier 27 for measurement. Moreover, 40 is variable resistance (adjustment device) which adjusts the value of the reversal return signal V_{bk} which an operational amplifier 39 outputs.

[0013] Next, actuation is explained. First, the sound signal f is inputted into the amplifier 25 of low frequency power from the input terminal of plus of the amplifier 25 of low frequency power through the capacitor 2, and the reversal return signal V_{bk} (although later mentioned about the contents of the reversal return signal V_{bk} , if the direct-current-offset electrical potential difference has not occurred, it becomes a value equal to reference voltage $1/2V_{cc}$) is inputted into the amplifier 25 of low frequency power from the input terminal of minus of the amplifier 25 of low frequency power. And the amplifier 25 of low frequency power outputs the magnification signals f_3 and f_4 which impressed reference voltage $1/2V_{cc}$ to a loudspeaker 12 from the BTL output terminals 25a and 25b, respectively, after multiplying the difference of a sound signal f and the reversal return signal V_{bk} by Gain G .

Magnification signal f_3 =(sound signal f -reversal return signal V_{bk}) $\times G +$ reference voltage $1/2V_{cc}$ magnification signal f_4 =(reversal return signal V_{bk} -sound signal f) $\times G +$ reference voltage $1/2V_{cc}$ [0014] Thus, although a loudspeaker 12 will output voice based on the magnification signals f_3 and f_4 if the magnification signals f_3 and f_4 are outputted from the BTL output terminals 25a and 25b of the amplifier 25 of low frequency power Since the dc-component electrical potential difference contained in the magnification signal f_3 by the variation in the component of the amplifier 25 grade of low frequency power differs from the dc-component electrical potential difference contained in the magnification signal f_4 , a direct-current-offset electrical potential difference occurs, and the tone quality of a loudspeaker 12 deteriorates under the effect of this direct-current-offset electrical potential difference. So, with the gestalt 1 of this operation, the differential

amplifier 26, Miller integrator 29, and variable resistance 40 are formed that generating of this direct-current-offset electrical potential difference should be controlled.

[0015] Hereafter, actuation of the differential amplifier 26, Miller integrator 29, and variable resistance 40 is explained, referring to the wave of each part. First, although the wave of the magnification signals f3 and f4 becomes in the condition that the sound signal f is inputted as it is shown in general in drawing 2 if variation in the component of the amplifier 25 grade of low frequency power is not taken into consideration Since it is superimposed on a dc-component electrical potential difference which is different to the magnification signals f3 and f4, respectively when variation is in the component of the amplifier 25 grade of low frequency power, the signal wave form of the magnification signal f3 and the signal wave form of the magnification signal f4 are not in agreement, and a direct-current-offset electrical potential difference occurs. Here, for convenience, a dc-component electrical potential difference is contained only in the magnification signal f4 in the condition of explanation that the sound signal f is not inputted, and drawing 3 shows that in which a dc-component electrical potential difference is hardly contained to the magnification signal f3. In addition, if the dc-component electrical potential difference is not contained in the magnification signal, the magnification signal in this case is in agreement with reference voltage $1/2V_{cc}$.

[0016] And if a direct-current-offset electrical potential difference as shown in drawing 3 occurs, the operational amplifier 27 for measurement will detect and amplify the potential difference of the magnification signal f3 and the magnification signal f4, and will output the magnification signal f5 (refer to drawing 4). In addition, although the magnification gain of the operational amplifier 27 for measurement can be set up by resistance 28, the reason for constituting the differential amplifier 26 using the operational amplifier 27 for measurement is that the potential difference of the magnification signal f3 and the magnification signal f4 is detected correctly, and it can amplify it since the

operational amplifier 27 for measurement has the high input impedance and the high common mode rejection ratio. That is, since the common differential amplifier is a device to which the specific role is not given by the open loop, even if an external network is needed for making it a closed loop and it prepares an external network, it is because it is very difficult to demonstrate the engine performance equivalent to the operational amplifier 27 for measurement.

[0017] Thus, if the magnification signal f_5 is outputted from the operational amplifier 27 for measurement, Miller integrator 29 will output the reversal return signal V_{bk} which was in inverse proportion to the dc-component electrical potential difference V_{dc} focusing on reference voltage $1/2V_{cc}$ to the amplifier 25 of low frequency power while extracting the dc-component electrical potential difference V_{dc} contained in the magnification signal f_5 (refer to drawing 5). As shown in drawing 7 , Miller integrator 29 intercepts a signal 20Hz or more, calculates a property as shown in drawing 6 , and, specifically, outputs the reversal return signal V_{bk} while it extracts the dc-component electrical potential difference V_{dc} contained in the magnification signal f_5 . However, variable resistance 40 can adjust the magnitude of the reversal return signal V_{bk} so that the depressor effect of a direct-current-offset electrical potential difference may become max (refer to drawing 8).

[0018] - When the dc-component electrical potential difference V_{dc} is smaller than 0, and reversal return signal V_{bk} = dc-component electrical-potential-difference V_{dcx} gain α + reference voltage $1/2V_{cc}$ and the dc-component electrical potential difference V_{dc} are larger than 0, it is reversal return signal V_{bk} =-dc-component electrical-potential-difference V_{dcx} gain α + reference voltage $1/2V_{cc}$ [0019]. Since the reversal return signal V_{bk} V_{bk} to which magnitude was adjusted by variable resistance 40, i.e., the reversal return signal which can negate a direct-current-offset electrical potential difference, is inputted into the amplifier 25 of low frequency power from the input terminal of minus of the amplifier 25 of low frequency power by this, as shown in drawing 9 , a direct-current-offset electrical potential difference will be controlled.

[0020] While extracting above the dc-component electrical potential difference Vdc contained in the magnification signal f5 outputted from the operational amplifier 27 for measurement according to the gestalt 1 of this operation so that clearly Since it was made to output the reversal return signal Vbk which was in inverse proportion to the dc-component electrical potential difference Vdc focusing on reference voltage 1/2Vcc to the amplifier 25 of low frequency power Without forming a mass capacitor in the input edge of a loudspeaker 12, generating of a direct-current-offset electrical potential difference can be controlled, and the effectiveness that degradation of the tone quality of a loudspeaker can be prevented is done so.

[0021]

[Effect of the Invention] As mentioned above, generating of a direct-current-offset electrical potential difference can control, and it is effective in the ability to be able to prevent degradation of the tone quality of a loudspeaker, without forming a mass capacitor in the input edge of a loudspeaker, since it constituted so that the reversal return signal which was in inverse proportion to the dc-component electrical potential difference concerned focusing on reference voltage might be outputted to an amplifier while extracting the dc-component electrical potential difference contained in the potential difference of the magnification signal detected by the detection means according to invention according to claim 1.

[0022] Since according to invention according to claim 2 it constituted so that the value of the reversal return signal which an amendment means outputs might be adjusted, there is effectiveness which can make max depressor effect of a direct-current-offset electrical potential difference.

[0023] Since according to invention according to claim 3 the detection means was constituted so that the operational amplifier for measurement might be used, it is effective in the potential difference of the magnification signal outputted from two BTL output terminals in the amplifier of the BTL method, respectively being correctly detectable.

[Translation done.]

* NOTICES *

JPO and NCIPI are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. **** shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

DESCRIPTION OF DRAWINGS

[Brief Description of the Drawings]

[Drawing 1] It is the circuit diagram showing the power amplification circuit for audios by the gestalt 1 of implementation of this invention.

[Drawing 2] It is the wave form chart showing the wave of the output of the amplifier of low frequency power.

[Drawing 3] It is the wave form chart showing the wave of the output of the amplifier of low frequency power.

[Drawing 4] It is the wave form chart showing the wave of the output of the operational amplifier for measurement.

[Drawing 5] It is the wave form chart showing the wave of the output of a Miller integrator.

[Drawing 6] It is the property Fig. showing the output characteristics of a Miller integrator.

[Drawing 7] It is the property Fig. showing the signal barrier property of a Miller integrator.

[Drawing 8] It is the wave form chart showing the wave of the output of a Miller integrator.

[Drawing 9] It is the wave form chart showing the wave of the output of the

amplifier of low frequency power.

[Drawing 10] It is the circuit diagram showing the conventional power amplification circuit for audios.

[Description of Notations]

12 A loudspeaker, 25 Amplifier (amplifier of the BTL method) of low frequency power, 25a, 25b The BTL output terminal, 26 The differential amplifier (detection means), 27 The operational amplifier for measurement, 29 A Miller integrator (amendment means), 40 Variable resistance (adjustment device).

[Translation done.]

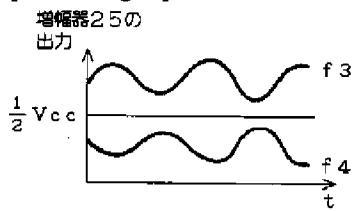
* NOTICES *

JPO and NCIPI are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. **** shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

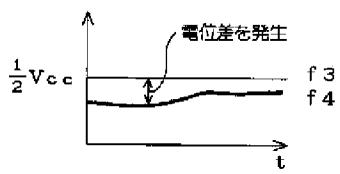
DRAWINGS

[Drawing 2]



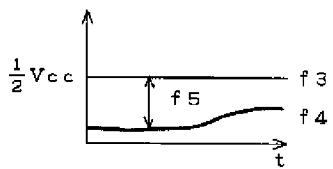
[Drawing 3]

増幅器25の
出力



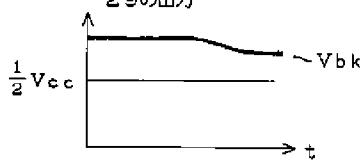
[Drawing 4]

計測用オペアンプ
27の出力



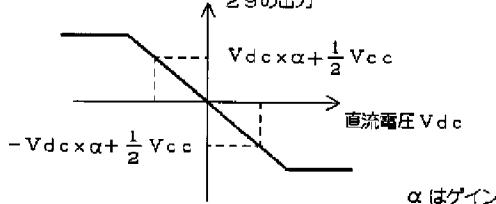
[Drawing 5]

ミラー積分回路
29の出力



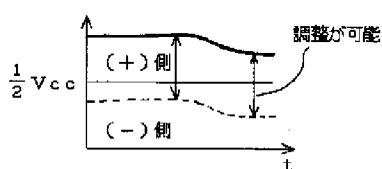
[Drawing 6]

ミラー積分回路
29の出力



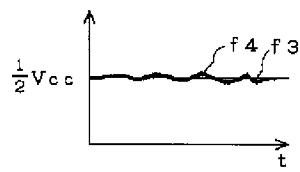
[Drawing 8]

ミラー積分回路
29の出力

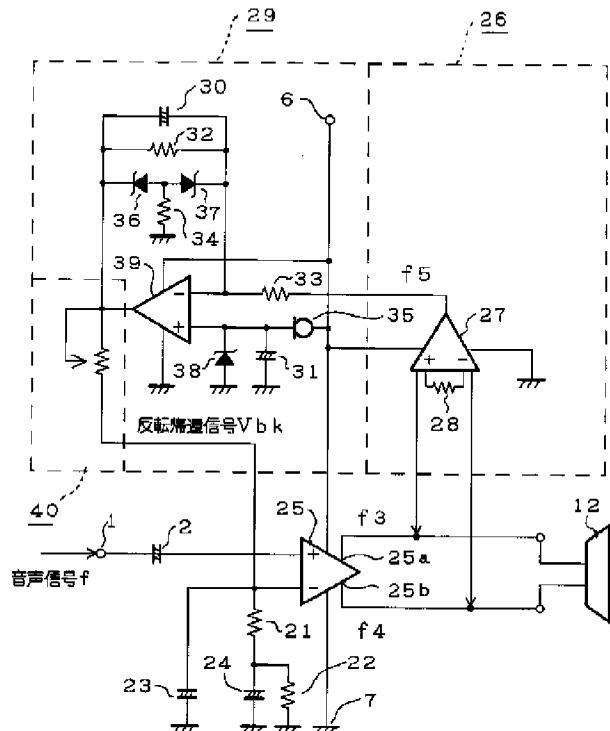


[Drawing 9]

増幅器25の
出力

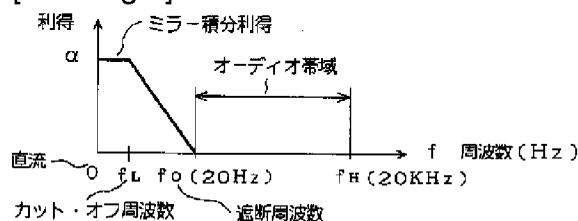


[Drawing 1]

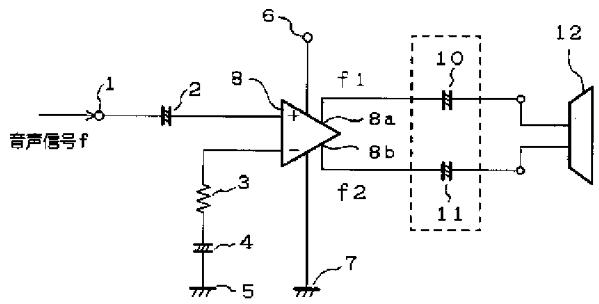


- 12: スピーカ
- 25: 低周波電力の増幅器 (BTL方式の増幅器)
- 25a, 25b: BTL出力端子
- 26: 差動増幅器 (検出手段)
- 27: 計測用オペアンプ
- 29: ミラー積分回路 (補正手段)
- 40: 可変抵抗 (調整手段)

[Drawing 7]



[Drawing 10]



[Translation done.]

(51) Int.Cl.⁶
 H 0 3 F 3/68
 1/08
 1/34
 3/34

識別記号

F I
 H 0 3 F 3/68 A
 1/08
 1/34
 3/34 A

審査請求 未請求 請求項の数3 O L (全 5 頁)

(21)出願番号 特願平8-246112

(22)出願日 平成8年(1996)9月18日

(71)出願人 000006013

三菱電機株式会社

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号

(72)発明者 村上 光治

兵庫県尼崎市西長洲町二丁目6-25 イーグルシステムエンジニアリング株式会社内

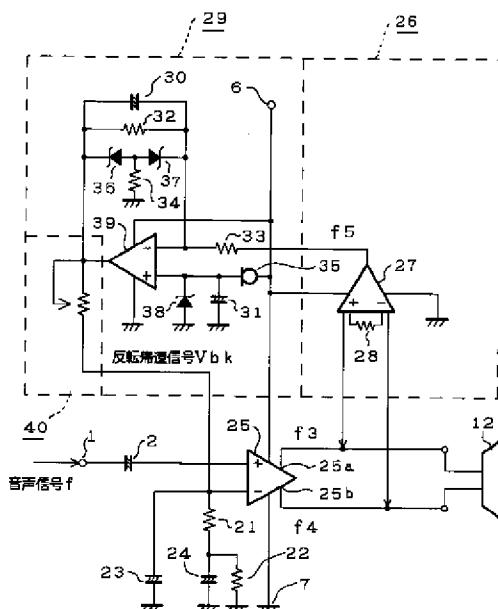
(74)代理人 弁理士 田澤 博昭 (外2名)

(54)【発明の名称】 オーディオ用電力増幅回路

(57)【要約】

【課題】スピーカ12の入力端に設けた大容量のコンデンサ10, 11によって直流オフセット電圧の発生を抑制しているので、増幅信号f1, f2に含まれている直流成分電圧以外の信号(特に低周波帯域の信号)も抑制することになり、スピーカの音質が劣化するなどの課題があった。

【解決手段】計測用オペアンプ27から出力された増幅信号f5に含まれる直流成分電圧Vdcを抽出するとともに、基準電圧1/2Vccを中心にして直流成分電圧Vdcに反比例した反転帰還信号Vbkを低周波電力の増幅器25に出力するようにしたものである。



12:スピーカ
 25:低周波電力の増幅器(BTL方式の増幅器)
 25a, 25b: BTL出力端子
 26:差動増幅器(検出手段)
 27:計測用オペアンプ
 29:ミラー積分回路(補正手段)
 40:可変抵抗(調整手段)

【特許請求の範囲】

【請求項1】 音声信号と反転帰還信号を入力し、その音声信号と反転帰還信号の差分に基準電圧を印加した増幅信号をそれぞれ2つのBTL出力端子からスピーカに出力するBTL方式の増幅器と、上記BTL方式の増幅器における2つのBTL出力端子からそれぞれ出力された増幅信号の電位差を検出する検出手段と、上記検出手段により検出された増幅信号の電位差に含まれる直流成分電圧を抽出するとともに、上記基準電圧を中心にして当該直流成分電圧に反比例した反転帰還信号を上記BTL方式の増幅器に出力する補正手段とを備えたオーディオ用電力增幅回路。

【請求項2】 補正手段が出力する反転帰還信号の値を調整する調整手段を設けたことを特徴とする請求項1記載のオーディオ用電力增幅回路。

【請求項3】 検出手段を計測用オペアンプを用いて構成したことを特徴とする請求項1または請求項2記載のオーディオ用電力增幅回路。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】この発明は、BTL方式の増幅器のBTL出力端子に発生する直流オフセット電圧を抑制するオーディオ用電力增幅回路に関するものである。

【0002】

【従来の技術】図10は従来のオーディオ用電力增幅回路を示す回路図であり、図において、1は音声信号fを入力する信号入力端子、2はコンデンサ、3は電力増幅回路の増幅利得を設定する抵抗、4はコンデンサ、5はグランド、6は電圧Vccを入力する電源供給端子、7は電源供給用のグランド、8は音声信号fと基準信号V1を入力し、その音声信号fと基準信号V1の差分にゲインGを乗じたのち、基準電圧1/2Vccを印加した増幅信号f1, f2をそれぞれBTL出力端子8a, 8bからスピーカ1, 2に出力する低周波電力の増幅器（BTL方式の増幅器）、10は増幅信号f1に含まれている直流成分電圧を抑制する大容量のコンデンサ、11は増幅信号f2に含まれている直流成分電圧を抑制する大容量のコンデンサ、12は増幅信号f1及び増幅信号f2に基づいて音声を出力するスピーカである。

【0003】次に動作について説明する。まず、音声信号fはコンデンサ2を介して低周波電力の増幅器8のプラスの入力端子から低周波電力の増幅器8に入力されており、基準信号V1（通常は0Vの電圧信号）は低周波電力の増幅器8のマイナスの入力端子から低周波電力の増幅器8に入力されている。そして、低周波電力の増幅器8は音声信号fと基準信号V1の差分にゲインGを乗じたのち、基準電圧1/2Vccを印加した増幅信号f1, f2をそれぞれBTL出力端子8a, 8bからスピーカ1, 2に出力する。

増幅信号f1 = (音声信号f - 基準信号V1) × G + 基準電圧1/2Vcc

増幅信号f2 = (基準信号V1 - 音声信号f) × G + 基準電圧1/2Vcc

【0004】このようにして低周波電力の増幅器8のBTL出力端子8a, 8bから増幅信号f1, f2が出力されると、スピーカ1, 2が増幅信号f1, f2に基づいて音声を出力するが、低周波電力の増幅器8等の素子のバラツキにより増幅信号f1に含まれる直流成分電圧と増幅信号f2に含まれる直流成分電圧が異なるため、直流オフセット電圧が発生し、かかる直流オフセット電圧の影響でスピーカ1, 2の音質が劣化する。そこで、この従来例では、かかる直流オフセット電圧の発生を抑制すべく、スピーカ1, 2の入力端に大容量のコンデンサ10, 11を設けている。

【0005】

【発明が解決しようとする課題】従来のオーディオ用電力増幅回路は以上のように構成されているので、低周波電力の増幅器8等の素子のバラツキを起因とする直流オフセット電圧の発生を抑制することができるが、あくまでもスピーカ1, 2の入力端に設けた大容量のコンデンサ10, 11によって直流オフセット電圧の発生を抑制しているので、増幅信号f1, f2に含まれている直流成分電圧以外の信号（特に低周波帯域の信号）も抑制することになり、スピーカの音質が劣化するなどの課題があった。

【0006】この発明は上記のような課題を解決するためになされたもので、直流オフセット電圧の発生を抑制し、スピーカの音質の劣化を防止できるオーディオ用電力増幅回路を得ることを目的とする。

【0007】

【課題を解決するための手段】請求項1記載の発明に係るオーディオ用電力増幅回路は、検出手段により検出された増幅信号の電位差に含まれる直流成分電圧を抽出するとともに、基準電圧を中心にして当該直流成分電圧に反比例した反転帰還信号をBTL方式の増幅器に出力するようにしたものである。

【0008】請求項2記載の発明に係るオーディオ用電力増幅回路は、補正手段が出力する反転帰還信号の値を調整するようにしたものである。

【0009】請求項3記載の発明に係るオーディオ用電力増幅回路は、検出手段を計測用オペアンプを用いて構成したものである。

【0010】

【発明の実施の形態】以下、この発明の実施の一形態を説明する。

実施の形態1. 図1はこの発明の実施の形態1によるオーディオ用電力増幅回路を示す回路図であり、図において、1は音声信号fを入力する信号入力端子、2はコンデンサ、6は電圧Vccを入力する電源供給端子、7は

電源供給用のグランド、12はスピーカ、21, 22は電力増幅回路の増幅利得を設定する抵抗、23, 24はコンデンサ、25は音声信号fと反転帰還信号Vbkを入力し、その音声信号fと反転帰還信号Vbkの差分にゲインGを乗じたのち、基準電圧1/2Vccを印加した増幅信号f3, f4をそれぞれBTL出力端子25a, 25bからスピーカ12に出力する低周波電力の増幅器(BTL方式の増幅器)である。

【0011】また、26は低周波電力の増幅器25におけるBTL出力端子25a, 25bからそれぞれ出力された増幅信号f3, f4の電位差を検出する差動増幅器(検出手段)、27は高い入力インピーダンスと高い同相モード除去比を有し、増幅信号f3, f4の電位差を検出するとともに、その検出結果を増幅して増幅信号f5を出力する計測用オペアンプ、28は抵抗である。

【0012】また、29は計測用オペアンプ27から出力された増幅信号f5に含まれる直流成分電圧Vdcを抽出するとともに、基準電圧1/2Vccを中心にして直流成分電圧Vdcに反比例した反転帰還信号Vbkを低周波電力の増幅器25に出力するミラー積分回路(補正手段)、30, 31はコンデンサ、32, 33, 34は抵抗、35は定電流ダイオード、36, 37, 38はツェナーダイオード、39はオペアンプである。また、40はオペアンプ39が出力する反転帰還信号Vbkの値を調整する可変抵抗(調整手段)である。

【0013】次に動作について説明する。まず、音声信号fはコンデンサ2を介して低周波電力の増幅器25のプラスの入力端子から低周波電力の増幅器25に入力されており、反転帰還信号Vbk(反転帰還信号Vbkの内容については後述するが、直流オフセット電圧が発生していないければ、基準電圧1/2Vccと等しい値となる)は低周波電力の増幅器25のマイナスの入力端子から低周波電力の増幅器25に入力されている。そして、低周波電力の増幅器25は音声信号fと反転帰還信号Vbkの差分にゲインGを乗じたのち、基準電圧1/2Vccを印加した増幅信号f3, f4をそれぞれBTL出力端子25a, 25bからスピーカ12に出力する。

$$\text{増幅信号 } f_3 = (\text{音声信号 } f - \text{反転帰還信号 } V_{bk}) \times G + \text{基準電圧 } 1/2V_{cc}$$

$$\text{増幅信号 } f_4 = (\text{反転帰還信号 } V_{bk} - \text{音声信号 } f) \times G + \text{基準電圧 } 1/2V_{cc}$$

【0014】このようにして低周波電力の増幅器25のBTL出力端子25a, 25bから増幅信号f3, f4が出力されると、スピーカ12が増幅信号f3, f4に基づいて音声を出力するが、低周波電力の増幅器25等の素子のバラツキにより増幅信号f3に含まれる直流成分電圧と増幅信号f4に含まれる直流成分電圧が異なるため、直流オフセット電圧が発生し、かかる直流オフセット電圧の影響でスピーカ12の音質が劣化する。そこで、この実施の形態1では、かかる直流オフセット電圧

の発生を抑制すべく、差動増幅器26、ミラー積分回路29及び可変抵抗40を設けている。

【0015】以下、各部の波形を参照しつつ、差動増幅器26、ミラー積分回路29及び可変抵抗40の動作を説明する。まず、音声信号fが入力されている状態においては、低周波電力の増幅器25等の素子のバラツキを考慮しなければ、増幅信号f3, f4の波形は概ね図2に示す通りとなるが、低周波電力の増幅器25等の素子にバラツキがあると、増幅信号f3, f4にそれぞれ異なる直流成分電圧が重畠されるため、増幅信号f3の信号波形と増幅信号f4の信号波形が一致せず、直流オフセット電圧が発生する。ここで、図3は説明の便宜上、音声信号fが入力されていない状態において、増幅信号f4にのみ直流成分電圧が含まれ、増幅信号f3にはほとんど直流成分電圧が含まれていないものについて示している。なお、増幅信号に直流成分電圧が含まれていなければ、この場合の増幅信号は基準電圧1/2Vccに一致する。

【0016】そして、図3に示すような直流オフセット電圧が発生すると、計測用オペアンプ27は増幅信号f3と増幅信号f4の電位差を検出して増幅し、増幅信号f5を出力する(図4参照)。なお、計測用オペアンプ27の増幅利得は抵抗28で設定することができるが、差動増幅器26を計測用オペアンプ27を用いて構成している理由は、計測用オペアンプ27は高い入力インピーダンスと高い同相モード除去比を有しているので、増幅信号f3と増幅信号f4の電位差を正確に検出して増幅できるからである。即ち、一般の差動増幅器は開ループで特定の役割を与えられていないデバイスであるので、閉ループにするには外部ネットワークが必要となり、また、外部ネットワークを設けても、計測用オペアンプ27と同等の性能を発揮することは極めて困難だからである。

【0017】このようにして計測用オペアンプ27から増幅信号f5が出力されると、ミラー積分回路29は増幅信号f5に含まれる直流成分電圧Vdcを抽出するとともに、基準電圧1/2Vccを中心にして直流成分電圧Vdcに反比例した反転帰還信号Vbkを低周波電力の増幅器25に出力する(図5参照)。具体的には、ミラー積分回路29は図7に示すように、20Hz以上の信号を遮断して、増幅信号f5に含まれる直流成分電圧Vdcを抽出するとともに、図6に示すような特性の演算を行って反転帰還信号Vbkを出力する。ただし、直流オフセット電圧の抑制効果が最大になるように可変抵抗40によって反転帰還信号Vbkの大きさを調整することができる(図8参照)。

【0018】・直流成分電圧Vdcが0より小さい場合
反転帰還信号Vbk = 直流成分電圧Vdc × ゲインα + 基準電圧1/2Vcc

・直流成分電圧Vdcが0より大きい場合

反転帰還信号 $V_{bk} = -\text{直流成分電圧} V_{dc} \times \text{ゲイン} \alpha + \text{基準電圧} 1/2 V_{cc}$

【0019】これにより、可変抵抗40によって大きさが調整された反転帰還信号 V_{bk} 、即ち、直流オフセット電圧を打ち消すことができる反転帰還信号 V_{bk} が低周波電力の増幅器25のマイナスの入力端子から低周波電力の増幅器25に入力されるため、図9に示すように、直流オフセット電圧が抑制されることになる。

【0020】以上で明らかなように、この実施の形態1によれば、計測用オペアンプ27から出力された増幅信号 f_5 に含まれる直流成分電圧 V_{dc} を抽出するとともに、基準電圧 $1/2 V_{cc}$ を中心にして直流成分電圧 V_{dc} に反比例した反転帰還信号 V_{bk} を低周波電力の増幅器25に出力するようにしたので、大容量のコンデンサをスピーカ12の入力端に設けることなく、直流オフセット電圧の発生を抑制することができ、スピーカの音質の劣化を防止できる効果を奏する。

【0021】

【発明の効果】以上のように、請求項1記載の発明によれば、検出手段により検出された増幅信号の電位差に含まれる直流成分電圧を抽出するとともに、基準電圧を中心にして当該直流成分電圧に反比例した反転帰還信号を増幅器に出力するように構成したので、大容量のコンデンサをスピーカの入力端に設けることなく、直流オフセット電圧の発生を抑制することができ、スピーカの音質の劣化を防止できる効果がある。

【0022】請求項2記載の発明によれば、補正手段が输出する反転帰還信号の値を調整するように構成したので、直流オフセット電圧の抑制効果を最大にできる効果がある。

【0023】請求項3記載の発明によれば、検出手段を

計測用オペアンプを用いるように構成したので、BTL方式の増幅器における2つのBTL出力端子からそれぞれ出力された増幅信号の電位差を正確に検出することができる効果がある。

【図面の簡単な説明】

【図1】この発明の実施の形態1によるオーディオ用電力増幅回路を示す回路図である。

【図2】低周波電力の増幅器の出力の波形を示す波形図である。

【図3】低周波電力の増幅器の出力の波形を示す波形図である。

【図4】計測用オペアンプの出力の波形を示す波形図である。

【図5】ミラー積分回路の出力の波形を示す波形図である。

【図6】ミラー積分回路の出力特性を示す特性図である。

【図7】ミラー積分回路の信号遮断特性を示す特性図である。

【図8】ミラー積分回路の出力の波形を示す波形図である。

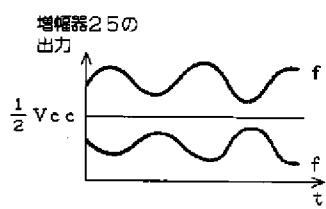
【図9】低周波電力の増幅器の出力の波形を示す波形図である。

【図10】従来のオーディオ用電力増幅回路を示す回路図である。

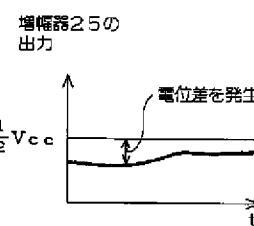
【符号の説明】

12 スピーカ、25 低周波電力の増幅器（BTL方式の増幅器）、25a, 25b BTL出力端子、26 差動増幅器（検出手段）、27 計測用オペアンプ、29 ミラー積分回路（補正手段）、40 可変抵抗（調整手段）。

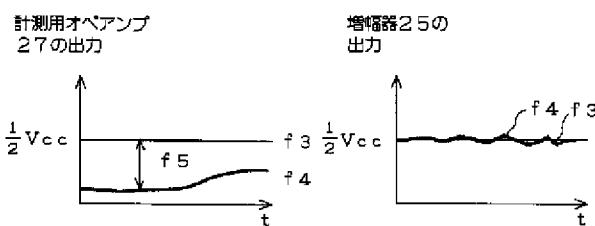
【図2】



【図3】

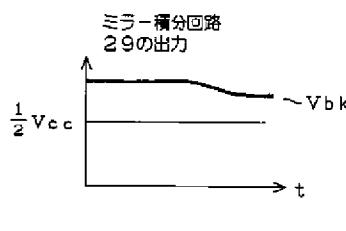


【図4】

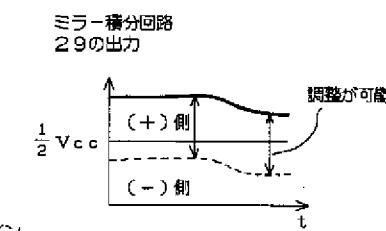
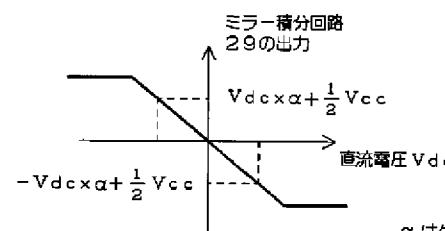


【図9】

【図5】

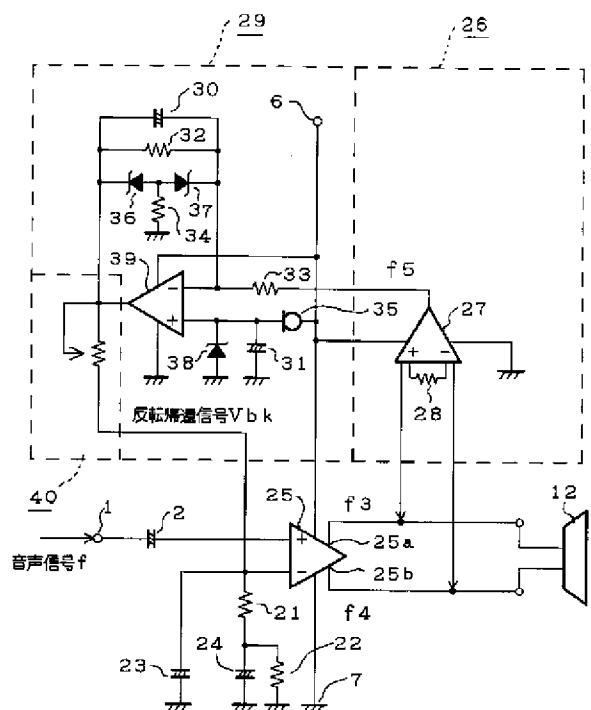


【図6】



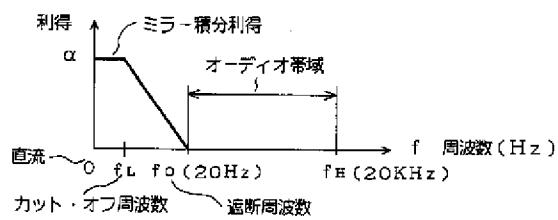
【図8】

【図1】

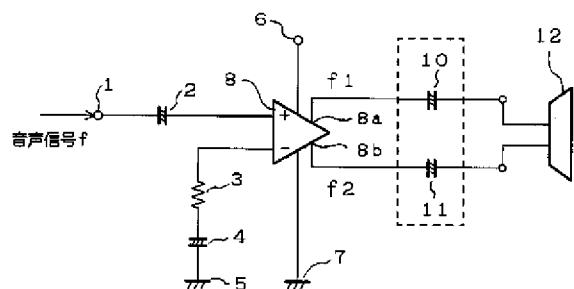


12:スピーカ
 25:低周波電力の増幅器(BTL方式の増幅器)
 25a, 25b: BTL出力端子
 26:差動増幅器(検出手段)
 27:計測用オペアンプ
 29:ミラ-積分回路(補正手段)
 40:可変抵抗(調整手段)

【図7】



【図10】



⑨ 日本国特許庁 (JP)
 ⑩ 公表特許公報 (A)

⑪ 特許出願公表

昭60-500395

⑫ Int. Cl.⁴
 H 03 H 11/12
 H 03 F 1/34

識別記号
 7210-5J
 6932-5J

⑬公表 昭和60年(1985)3月22日
 審査請求 未請求
 予備審査請求 未請求
 部門(区分) 7 (3)
 (全 5 頁)

⑭発明の名称 同調可能なアクティブ・フィルタ

⑮特 願 昭59-500604
 ⑯⑰出 願 昭58(1983)12月19日

⑯翻訳文提出日 昭59(1984)9月27日
 ⑯国際出願 PCT/US83/01994
 ⑯国際公開番号 WO84/03009
 ⑯国際公開日 昭59(1984)8月2日

優先権主張 ⑯1983年1月27日⑮米国(US)⑯461532

⑭発明者 バヌ、ミハイ アメリカ合衆国 11377 ニューヨーク、ウッドサイド、ファイフテ
 イスストリート 30-07

⑭発明者 ツイヴィディス、ヤニス アメリカ合衆国 10025 ニューヨーク、ニューヨーク、ウェスト
 113 ストリート 601、アパートメント 11エツチ

⑭出願人 ウエスター・エレクトリック アメリカ合衆国 10038 ニューヨーク、ニューヨーク、ブロード
 カムパニー、インコーポレー ウエー 222
 テソド

⑭代理人 弁理士 岡部 正夫 外3名

⑭指定国 BE(広域特許), DE(広域特許), FR(広域特許), GB(広域特許), JP, NL(広域特許)

1 1

請求の範囲

1. 第1および第2の入力路を有する増幅器を含む同調可能な
 アクティブ・フィルタにおいて、

前記増幅器(第3図、30)は平衡しており、
 前記第1および第2の入力路(31、32)は前記増幅器の反
 転入力(33)および非反転入力(34)と先々通路を行い、
 第1(35)第2(36)のフィードバック路は非反転出力
 (37)と前記反転入力(33)の間、および反転出力(38)
 と前記非反転入力(34)の間で通信を行い、

入力路対または出力路対の少なくとも1方その路中の各々に電
 子的に制御された抵抗(39、40)を含み、

前記路対の他方はその路中の各々にリアクタンス素子(41、
 42)を含むことを特徴とする同調可能なアクティブ・フィルタ。
 2. 請求の範囲第1項記載のフィルタにおいて、前記電子的に
 制御された抵抗は電界効果トランジスタであることを特徴とする
 フィルタ。

3. 請求の範囲第1項記載のフィルタにおいて、前記リアクタ
 ンス素子はコンデンサであることを特徴とするフィルタ。

4. 請求の範囲第1項記載のフィルタにおいて、前記入力路は
 各々制御された抵抗を含んでおり、前記フィードバック路は各々
 コンデンサを含んでおり、それによって低域フィルタが得られる
 ことを特徴とするフィルタ。

5. 請求の範囲第1項記載のフィルタにおいて、前記入力路の
 各々はコンデンサを含み、前記フィードバック路の各々は制御さ
 れた抵抗を含み、それによって高域フィルタが得られることを特
 徴とするフィルタ。

6. 請求の範囲第1項記載のフィルタにおいて、電子的に制御

1 2

された抵抗は精確な信号源を参照することにより削除されている
 ことを特徴とするフィルタ。